

## ТЕОРИЯ И МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

УДК 621.391.81;621.396.96

# ИМПУЛЬСНЫЕ СИГНАЛЫ С НУЛЕВОЙ ЗОНОЙ АВТОКОРРЕЛЯЦИИ ДЛЯ РАДИОЛОКАТОРОВ С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

© 2020 г. Р. Н. Ипанов\*

Национальный исследовательский университет “МЭИ”,  
ул. Красноказарменная, 14, Москва, 111250 Российская Федерация

\*E-mail: iproman@ya.ru

Поступила в редакцию 10.07.2019 г.

После доработки 13.03.2020 г.

Принята к публикации 03.04.2020 г.

Для радиолокаторов с синтезированной апертурой (РСА) синтезирован зондирующий сигнал с нулевой зоной (НЗ) автокорреляции, представляющий собой последовательность из двух фазокодированных (ФКМ) импульсов, кодированных комплементарными последовательностями двоичного D-кода. Для подавления боковых лепестков (БЛ) автокорреляционной функции (АКФ) при рассогласовании по частоте Доплера дискреты импульсов синтезированного сигнала дополнительно линейно модулированы по частоте. Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик синтезированного сигнала с сигналом без модуляции дискрет и ФКМ-сигналом, кодированным M-последовательностью (МП). Также проанализированы суммарные корреляционные характеристики ансамбля сигналов, используемого в режиме синтеза апертуры РСА. Показано, что в НЗ АКФ при рассогласовании по частоте Доплера уровень всех БЛ АКФ синтезированного сигнала меньше уровня БЛ АКФ ФКМ-сигнала, кодированного МП. Суммарная АКФ ансамбля из четырех сигналов имеет нулевые БЛ вдоль всей временной оси  $\tau$ , а при рассогласовании по частоте в НЗ АКФ имеет уровень БЛ меньше уровня БЛ суммарной АКФ ансамбля из четырех ФКМ-сигналов, кодированных МП.

DOI: 10.31857/S0033849420080069

### 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Для получения высокого качества радиолокационного изображения (РЛИ) в радиолокаторах с синтезированной апертурой (РСА) и инверсных РСА к зондирующим сигналам предъявляются следующие требования:

– они должны быть когерентными в пределах времени синтеза апертуры для обеспечения высокого пространственного разрешения по азимутальной координате;

– они должны иметь внутриимпульсную модуляцию для обеспечения высокого значения средней мощности излучения и одновременно хорошего пространственного разрешения по координате угла места.

В известных космических РСА дистанционно зондирования Земли до настоящего времени используются сигналы с линейно частотной модуляцией (ЛЧМ) [1–4]. Связано это с тем, что ЛЧМ-сигналы были первыми сложными сигналами, нашедшими применение в радиолокации, и их свойства давно и подробно изучены. Сигналы с фазокодовой манипуляцией (ФКМ) использовались в качестве зондирующих в космических

РСА для получения радиолокационной карты Венеры в 1983–1984 годах [4, 5]. В качестве кода для этих сигналов использовались усеченные M-последовательности (МП).

Следует отметить усиливающийся интерес специалистов к ФКМ-сигналам [4, 6, 7]. Объясняется это тем, что использование дискретного кодирования когерентного ансамбля зондирующих импульсов в РСА открывает перспективу существенного улучшения качества РЛИ по параметрам, связанным свойствами суммарных корреляционных функций ансамбля.

В соответствии со сказанным актуальными для РСА являются ФКМ-сигналы, имеющие нулевую зону (НЗ) боковых лепестков (БЛ) в области центрального пика автокорреляционной функции (НЗ АКФ) [8–13]. Данные сигналы представляют собой периодическую последовательность (пачку) когерентных импульсов, кодированных (манипулированных по фазе) ансамблями комплементарных или ортогональных последовательностей.

В космических РСА паузы между излучением зондирующих сигналов используются для приема отраженных от земной поверхности эхо-сигналов, т.е. чередуется передача и прием сигналов на

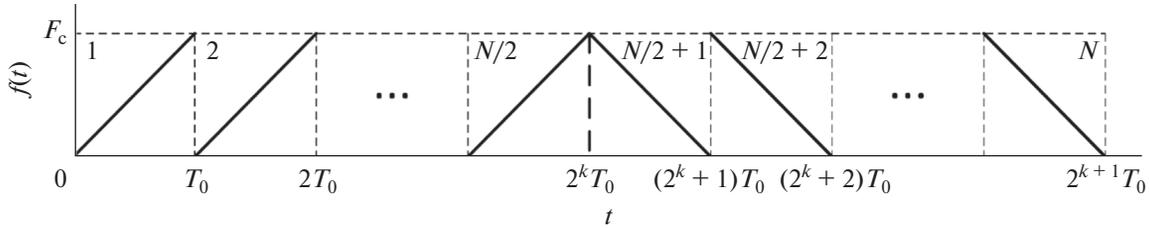


Рис. 1. Закон модуляции дискрет в пределах импульса когерентного дополнительного сигнала.

одну и ту же антенну. Поэтому рассмотренные в [8, 9] сигналы с НЗ АКФ для этой цели не подходят, так как имеют большое количество импульсов в пачке.

Рассмотренные в [10, 11] сигналы с НЗ АКФ состоят из минимального (два) количества импульсов в пачке, однако при рассогласовании по частоте Доплера имеют достаточно высокий уровень БЛ АКФ. В [12, 13] рассмотрены сигналы с НЗ АКФ, в которых для подавления БЛ АКФ при рассогласовании по частоте Доплера используется дополнительная частотная манипуляция дискрет импульсов пачки по линейному закону.

Цель данной работы – синтезировать зондирующий ФКМ-сигнал с НЗ АКФ, в котором для подавления БЛ АКФ при рассогласовании по частоте Доплера используется дополнительная линейная частотная модуляция дискрет импульсов пачки.

## 2. ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛА С НЗ АКФ

Рассмотрим радиолокационный сигнал, представляющий собой последовательность (пачку) из  $M$  импульсов, манипулированных по фазе ансамблем из  $M$  последовательностей [12, 13]. Каждый импульс длительностью  $T_n$  состоит из  $N$  подимпульсов (дискрет) длительностью  $T_0 = T_n/N$ . Период следования импульсов  $T = qT_n = qNT_0$ , где  $q \geq 2$  – скважность пачки импульсов. Ансамбль из  $M$  последовательностей можно задать матрицей

$$\mathbf{A}_{M,N} = \|a_{i,n}\|_{i,n=1}^{M,N}, \quad a_{i,n} = \exp(j\pi\tilde{a}_{i,n}), \quad (1)$$

где  $\tilde{\mathbf{A}}_{M,N} = \|\tilde{a}_{i,n}\|_{i,n=1}^{M,N}$  – матрица двоичного кода.

Комплексная огибающая (КО) рассматриваемого сигнала будет иметь вид

$$\dot{u}(t) = \sum_{i=1}^M \sum_{n=1}^N a_{i,n} \dot{S}_n(t - (n-1)T_0 - (i-1)T), \quad (2)$$

где  $\dot{S}_n(t - (n-1)T_0)$ ,  $(n-1)T_0 \leq t < nT_0$ , – КО  $n$ -го дискрета импульса.

Если  $\dot{S}_1(t) = \dot{S}_2(t) = \dots = \dot{S}_N(t)$  и строки матрицы  $\mathbf{A}_{M,N}$  (1) являются комплементарными после-

довательностями, то (2) является сигналом с нулевой зоной БЛ АКФ  $R(\tau)$  при  $|\tau| \leq T_n$  [9]. Такой сигнал при  $M = 2$  и  $\dot{S}_n(t) = S_n(t)$ ,  $n = 1, 2, \dots, N$ , был рассмотрен в [10, 11].

При  $M = 2$  кодирующую матрицу (1) можно записать в следующем виде [12, 13]:

$$\mathbf{A}_{2,N} = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{2,N/2}^{(1)} & \mathbf{A}_{2,N/2}^{(2)} \end{pmatrix};$$

$$\mathbf{A}_{2,N/2}^{(1)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/2}^i \\ \mathbf{D}_{1,N/2}^j \end{pmatrix}; \quad \mathbf{A}_{2,N/2}^{(2)} = \begin{pmatrix} \mathbf{D}_{1,N/2}^{i'} \\ \mathbf{D}_{1,N/2}^{j'} \end{pmatrix}; \quad (3)$$

$$i, j, i', j' = 1, 2, \dots, N/2,$$

где  $\mathbf{D}_{1,N/2}^i = \|d_{i,n}\|_{n=1}^{N/2}$  и  $\mathbf{D}_{1,N/2}^j = \|d_{j,n}\|_{n=1}^{N/2}$ ,  $\mathbf{D}_{1,N/2}^{i'} = \|d_{i',n}\|_{n=1}^{N/2}$  и  $\mathbf{D}_{1,N/2}^{j'} = \|d_{j',n}\|_{n=1}^{N/2}$  – парные последовательности (пары) двоичного D-кода [11, 14];  $i'$  и  $i$ ,  $j'$  и  $j$  – номера смежных последовательностей двоичного D-кода;  $N = 2^{k+1}$ ,  $k \geq 2$ .

ФКМ-сигнал (2), кодированный строками матрицы  $\mathbf{A}_{2,N}$  из (3), называется когерентным дополнительным сигналом (КДС) [12, 13].

Таким образом, КДС является сигналом с НЗ АКФ при  $|\tau| \leq T_n$ , у которого КО дискрет  $\dot{S}_n(t)$  каждого из двух импульсов пачки равны между собой при  $n = (p-1)N/2 + 1 \dots pN/2$ , где  $p = 1, 2$ .

На основе сказанного выше, рассмотрим КДС с дополнительной частотной модуляцией дискрет импульсов пачки по линейному закону (КДС-ЛЧМ), как показано на рис. 1.

Закон изменения частоты в пределах  $n$ -го дискрета с учетом рис. 1 имеет вид

$$f_n(t) = \left\lfloor \frac{n-1}{2^k} \right\rfloor F_c + (-1)^{\lfloor \frac{n-1}{2^k} \rfloor} \frac{F_c}{T_0} t$$

при  $0 \leq t < T_0$ ,

где  $\lfloor z \rfloor$  – целая часть числа  $z$ ;  $n = 1, 2, \dots, N = 2^{k+1}$  – номер дискрета в импульсе КДС;  $F_c = b/T_0$  – ширина спектра КДС-ЛЧМ ( $b$  – база ЛЧМ-дискрета).

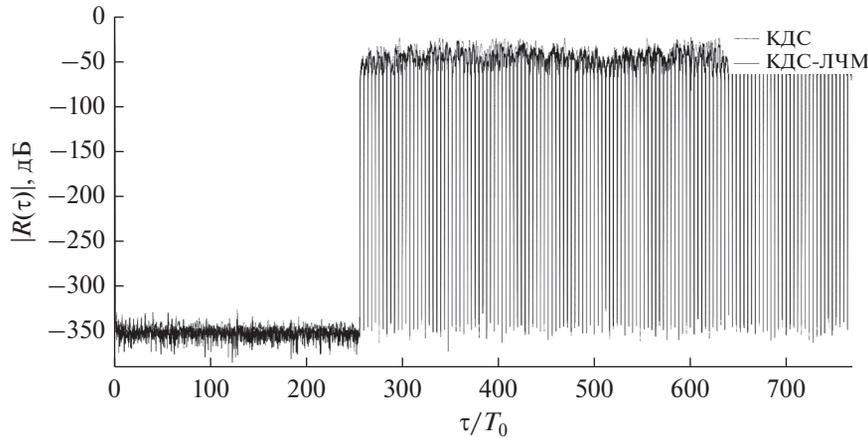


Рис. 2. АКФ КДС и КДС-ЛЧМ.

Тогда закон изменения фазы в пределах  $n$ -го дискрета будет иметь вид

$$\begin{aligned} \varphi_n(t) &= 2\pi \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] F_c t + 2\pi (-1) \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] \frac{F_c}{2T_0} t^2 = \\ &= 2\pi \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] b \frac{t}{T_0} + \pi (-1) \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] b \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 \end{aligned}$$

при  $0 \leq t < T_0$ .

Таким образом, КО (2) КДС-ЛЧМ имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{i}(t) &= \sum_{i=1}^2 \sum_{n=1}^N S_{\left[ \frac{n-1}{2^k} \right]} (t - (n-1)T_0 - (i-1)T) \times \\ &\times \exp \left\{ j \left( 2\pi \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] b \frac{t}{T_0} + \pi (-1) \left[ \frac{n-1}{2^k} \right] b \left( \frac{t}{T_0} \right)^2 + \pi \tilde{a}_{i,n} \right) \right\}, \end{aligned} \quad (4)$$

где  $S_n(t - (n-1)T_0)$ ,  $(n-1)T_0 \leq t < nT_0$ , — огибающая  $n$ -го дискрета импульса КДС-ЛЧМ;  $\tilde{a}_{i,n}$  — символ двоичного кода, определяемый по (1) и (3).

### 3. АНАЛИЗ КОРРЕЛЯЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КДС-ЛЧМ

Проведем сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС без модуляции дис-

крет (далее — КДС) с корреляционными характеристиками КДС-ЛЧМ. Для сравнения относительного уровня БЛ этих двух сигналов необходимо обеспечить одинаковый уровень основных лепестков их АКФ, который равен числу дискрет в двух импульсах пачки. Рассмотрим КДС с числом дискрет в импульсе  $N = 256$  [12, 13] и КДС-ЛЧМ с  $N = 256$ , имеющим две разные базы ЛЧМ-дискрета:  $b = 4$  и  $b = 16$  (далее — КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> и КДС-ЛЧМ<sub>16</sub> соответственно). Оба сигнала имеют одинаковую скважность  $q = 2$ . Таким образом, оба сигнала имеют одинаковый уровень основного лепестка АКФ, равный 512.

На рис. 2 представлены АКФ  $R(\tau)$  КДС и КДС-ЛЧМ<sub>4</sub>, а на рис. 3 — функция неопределенности (ФН)  $R(\tau, F)$  КДС-ЛЧМ<sub>4</sub>. Ширина НЗ АКФ  $Z = NT_0(q-1)$  [10–13].

На рис. 3  $M = 2$  — число импульсов в пачке, а  $T = qNT_0$  — период следования импульсов. Половина ширины основного лепестка сечения ФН плоскостью  $\tau = 0$   $R(0, F)$  по нулевому уровню (или ширина основного лепестка по уровню  $-3$  дБ) равна  $\Delta F = 1/(MT) = 1/(qMNT_0)$ . Необходимо в плоскости задержка–частота  $(\tau, F)$  ФН при  $|\tau| < Z$  и  $|F| < \Delta F$  обеспечить минимальный уровень БЛ.

В табл. 1 представлены показатели корреляционных характеристик КДС, КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> и КДС-ЛЧМ<sub>16</sub> для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ . Из табл. 1 видно, что в НЗ АКФ уровень максимального БЛ АКФ КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> меньше уровня максимального БЛ АКФ КДС более чем на 6.5 дБ, а по среднеквадратическому уровню БЛ — более чем на 6 дБ. Также видно, что в НЗ АКФ максимальный и среднеквадратический уровни БЛ АКФ КДС-ЛЧМ<sub>16</sub> меньше соответствующих уровней БЛ АКФ КДС приблизительно на

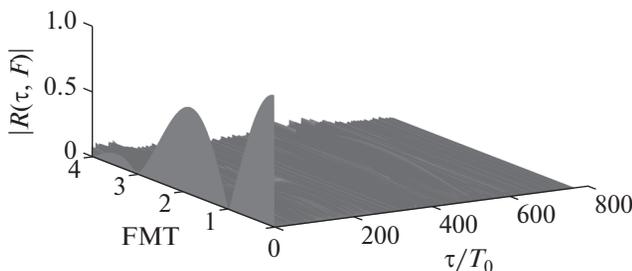


Рис. 3. Функция неопределенности КДС-ЛЧМ.

Таблица 1. Показатели корреляционных характеристик КДС, КДС-ЛЧМ и МП

Тип сигнала	Показатели корреляционных характеристик (в дБ) при разных $F$		
	0	$0.3\Delta F$	$0.5\Delta F$
		$R_{\text{макс}}$	
КДС	-23.8	-23.8	-23.8
МП	-27.3	-27.8	-25.2
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	-26.3	-26.3	-26.4
КДС-ЛЧМ <sub>16</sub>	-32.3	-30.7	-26.4
		$R_{\text{скв}}$	
КДС	-34.9	-34.8	-34.7
МП	-35.2	-33.8	-32.4
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	-41.2	-41.1	-41.0
КДС-ЛЧМ <sub>16</sub>	-47.0	-46.9	-46.8
		$R_{z \text{ макс}}$	
КДС	-330	-24.7	-20.8
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	-329	-31.5	-27.7
КДС-ЛЧМ <sub>16</sub>	-327	-36.6	-32.8
		$R_{z \text{ скв}}$	
КДС	-343	-38.6	-34.7
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	-349	-44.9	-41.0
КДС-ЛЧМ <sub>16</sub>	-353	-50.7	-46.7

Примечание:  $R_{\text{макс}}$  и  $R_{z \text{ макс}}$  — относительные уровни максимальных БЛ АКФ вне и в НЗ АКФ соответственно,  $R_{\text{скв}}$  и  $R_{z \text{ скв}}$  — относительные среднеквадратические уровни БЛ АКФ вне и в НЗ АКФ соответственно.

12 дБ. Кроме того, вне НЗ АКФ среднеквадратический уровень БЛ АКФ КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> и КДС-ЛЧМ<sub>16</sub> меньше среднеквадратического уровня БЛ АКФ КДС более чем на 6 дБ и приблизительно на 12 дБ соответственно. Отсюда следует, что выигрыш по уровню БЛ у КДС-ЛЧМ перед КДС без модуляции дискрет есть уже при малой базе  $b$  ЛЧМ-дискрета. При увеличении базы ЛЧМ-дискрета уровень БЛ АКФ КДС-ЛЧМ уменьшается.

Известно [8, 15], что оптимальными дискретными сигналами, т.е. сигналами с минимальным уровнем максимального БЛ АКФ, являются шумоподобные сигналы. Наиболее известным и часто используемым примером таких сигналов является усеченная М-последовательность, относительный уровень максимального БЛ АКФ которой равен приблизительно  $1/\sqrt{N_M}$ , где  $N_M$  — период М-последовательности.

Проведем также сравнительный анализ корреляционных характеристик рассмотренных КДС с

ФКМ-сигналом, манипулированным по фазе М-последовательностью (далее — МП) с периодом  $N_M = 511$  [12, 13]. Для выравнивания уровней основных лепестков АКФ КДС и МП добавим к ее периоду один элемент со смежного периода, т.е. число дискрет в импульсе МП  $N = N_M + 1 = 512$ .

В табл. 1 также представлены показатели корреляционных характеристик рассматриваемой МП для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ , а на рис. 4 изображены НЗ АКФ для рассмотренных сигналов КДС и КДС-ЛЧМ<sub>4</sub>, а также часть АКФ МП при рассогласовании по частоте  $F = 0.3\Delta F$ . Из рис. 4 и табл. 1 следует, что при рассогласовании по частоте на  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$  в НЗ АКФ максимальный и среднеквадратический уровни БЛ АКФ КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> меньше соответствующих уровней БЛ АКФ МП. Результаты моделирования показали справедливость данного результата при  $|F| < \Delta F$ .

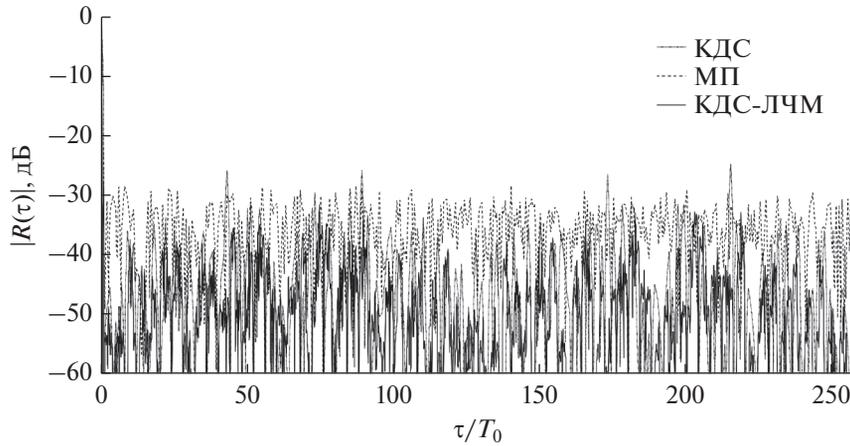


Рис. 4. Нулевая зона АКФ КДС, КДС-ЛЧМ и АКФ МП при  $F = 0.3\Delta F$ .

#### 4. СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СУММАРНЫХ АКФ АНСАМБЛЯ КДС-ЛЧМ И ЦИКЛИЧЕСКОГО АНСАМБЛЯ МП

Как уже было отмечено выше, в космических РСА в качестве зондирующих сигналов использовались ФКМ-сигналы, манипулированные по фазе усеченными МП. При этом в смежных циклах зондирования для максимального подавления БЛ суммарной АКФ в зависимости от необходимого времени синтеза апертуры и других параметров РСА использовались МП с различными порождающими полиномами и/или различными циклическими сдвигами [4, 5].

Максимальное подавление БЛ суммарной АКФ ансамбля МП достигается при использовании полного циклического ансамбля МП с числом дискрет в импульсе, равном ее периоду, т.е. при  $N = N_M$ . При этом смежные МП сдвинуты между собой на один элемент, а число МП в ансамбле равно  $N$ . Тогда для суммарной АКФ полного циклического ансамбля из  $N$  МП длиной в один период можно записать:

$$r_m^+ = \sum_{i=1}^N r_m^i; \quad |m| = 0, 1, \dots, N-1, \quad (5)$$

где  $r_m^i$  — ненормированная АКФ  $i$ -й МП.

Расписав выражение для АКФ каждой из  $N$  МП и просуммировав их согласно (5), обнаружим, что

$$r_m^+ = (N - |m|)(r_m + r_{N-m}), \quad (6)$$

где  $r_m = \sum_{n=1}^{N-m} a_n a_{n+m}$  — аперодическая АКФ текущего участка МП длиной в один период;  $r_{N-m} = \sum_{n=1}^m a_n a_{n+N-m}$  — аперодическая АКФ смежного с правой стороны участка МП.

Известно [15], что сумма в (6) определяет периодическую АКФ МП с периодом  $N = N_M$ , т.е.

$$r_m + r_{N-m} = r_m^p, \quad \text{где}$$

$$r_m^p = \sum_{n=1}^N a_n a_{n+m} \quad \text{при } |m| = 0, 1, \dots, N-1.$$

Также известно, что для МП  $r_m^p = -1$  при  $|m| = 1, 2, \dots, N-1$ .

Таким образом, из (6) получим, что

$$r_m^+ = (N - |m|)r_m^p = -N + |m| \quad \text{при } |m| = 1, 2, \dots, N-1,$$

откуда нормированная суммарная АКФ полного циклического ансамбля МП равна:

$$R_m^+ = -\frac{1}{N} + \frac{|m|}{N^2} \quad \text{при } |m| = 1, 2, \dots, N-1. \quad (7)$$

Так как используемое число МП в циклическом ансамбле зависит от необходимого времени синтеза апертуры и других параметров РСА и чаще всего в циклическом ансамбле применяется намного меньшее число МП, чем в полном циклическом ансамбле, то уровень БЛ суммарной АКФ полного циклического ансамбля МП можно считать минимальным предельно достижимым. Чем меньше МП содержит циклический ансамбль, тем выше уровень БЛ имеет суммарная АКФ. Будем считать циклическим ансамблем с максимальным уровнем БЛ суммарной АКФ ансамбль, состоящий из четырех МП, сдвинутых между собой на 128 элементов.

В табл. 2 представлены показатели суммарных АКФ полного циклического ансамбля из 511 МП и циклического ансамбля из четырех МП для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ . Из табл. 2 видно, что уровень макси-

**Таблица 2.** Показатели суммарных АКФ ансамблей из 511 МП, четырех МП и четырех КДС-ЛЧМ

Тип ансамбля сигналов	Показатели суммарных АКФ (в дБ) при разных $F$		
	0	$0.3\Delta F$	$0.5\Delta F$
4 МП 511 МП КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>		$R_{\Sigma \text{ макс}}$	
	–38.6	–39.9	–39.8
	–54.2	–55.5	–58.1
4 МП 511 МП КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	–324	–30.7	–26.4
		$R_{\Sigma \text{ скв}}$	
	–46.7	–46.7	–46.6
4 МП 511 МП КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	–58.9	–59.7	–61.1
	–348	–57.3	–52.9
		$R_{\Sigma z \text{ макс}}$	
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>	–327	–43.5	–35.4
КДС-ЛЧМ <sub>4</sub>		$R_{\Sigma z \text{ скв}}$	
	–345	–67.0	–59.3

Примечание:  $R_{\Sigma z \text{ макс}}$  и  $R_{\Sigma z \text{ скв}}$  – относительный уровень максимального БЛ суммарной АКФ и относительный среднеквадратический уровень БЛ суммарной АКФ в НЗ АКФ соответственно.

максимального БЛ суммарной АКФ полного циклического ансамбля меньше уровня максимального БЛ циклического ансамбля из четырех МП более чем на 15.5 дБ, а по среднеквадратическому уровню БЛ – более чем на 12 дБ.

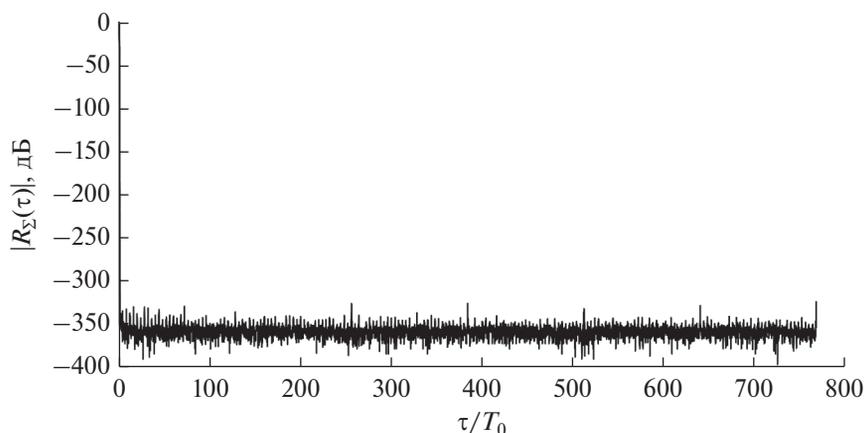
Далее рассмотрим показатели суммарной АКФ ансамбля КДС-ЛЧМ. Согласно (3) всего имеется  $N/2 = 2^k$  КДС, образованных из смежных пар двоичного D-кода порядка  $k$  [12] и образующих полный ансамбль КДС с числом дискрет в импульсе  $N = 2^{k+1}$ .

Результаты моделирования показали, что суммарная АКФ ансамбля из четырех КДС (с моду-

ляцией и без модуляции дискрета) с соседними номерами в полном ансамбле имеет нулевые БЛ вдоль всей временной оси  $\tau$  АКФ. При этом номер ансамбля  $j$  из четырех КДС с числом дискрет в импульсе  $N = 2^{k+1}$  связан с номером КДС  $i$  в полном ансамбле из  $N/2$  сигналов следующим выражением:

$$j = \left\lfloor \frac{i-1}{4} \right\rfloor + 1; \quad i = 1, 2, \dots, 2^k; \quad j = 1, 2, \dots, 2^{k-2}. \quad (8)$$

На рис. 5 и 6 изображены соответственно суммарная АКФ  $R_{\Sigma}(\tau)$  и суммарная ФН  $R_{\Sigma}(\tau, F)$  первого ансамбля ( $j = 1$ ) из четырех КДС-ЛЧМ с

**Рис. 5.** Суммарная автокорреляционная функция ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ.

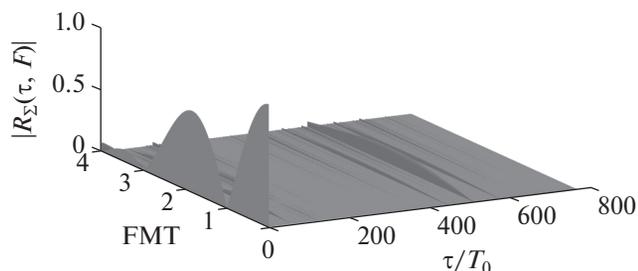


Рис. 6. Суммарная функция неопределенности ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ.

числом дискрет в импульсе  $N = 256$  и базой ЛЧМ-дискрета  $b = 4$  (КДС-ЛЧМ<sub>4</sub>). Сквозность  $q = 2$ .

В табл. 2 также представлены показатели суммарной АКФ рассматриваемого ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> для трех сечений ФН плоскостями  $F = 0$ ,  $F = 0.3\Delta F$  и  $F = 0.5\Delta F$ , а на рис. 7 изображены суммарные АКФ ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ<sub>4</sub>, циклического ансамбля из четырех МП и полного циклического ансамбля из 511 МП при рассогласовании по частоте  $F = 0.3\Delta F$ .

Из рис. 7 и табл. 2 следует, что при рассогласовании по частоте на  $F = 0.3\Delta F$  в НЗ АКФ максимальный и среднеквадратический уровни БЛ суммарной АКФ ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ<sub>4</sub> меньше соответствующих уровней БЛ суммарной АКФ циклического ансамбля из четырех МП. Результаты моделирования показали справедливость данного результата при  $|F| < 0.35\Delta F$ . Также результаты моделирования показали, что суммарные корреляционные характеристики ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ не зависят от базы  $b$  ЛЧМ-дискрета, т.е. показатели его суммарной

АКФ при различных базах ЛЧМ-дискрета будут приблизительно одинаковыми.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе рассмотрены пачечные зондирующие ФКМ-сигналы, имеющие нулевую зону автокорреляции (НЗ АКФ) и названные когерентными дополнительными сигналами. Проведено обоснование наличия у таких сигналов НЗ АКФ и получены требования к кодирующей матрице. Так как НЗ АКФ существует у КДС только при нулевом рассогласовании по частоте Доплера, а также при рассогласовании по частоте в НЗ АКФ появляются боковые лепестки достаточно высокого уровня, то для их возможного подавления рассмотрены КДС с дополнительной частотной модуляцией дискрет импульсов пачки по линейному закону (КДС-ЛЧМ).

Проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС-ЛЧМ с различной базой ЛЧМ-дискрета и КДС без модуляции дискрет при рассогласовании по частоте Доплера. Анализ показал, что выигрыш по уровню БЛ у КДС-ЛЧМ перед КДС без модуляции дискрет есть уже при малых базах ЛЧМ-дискрета. При базе ЛЧМ-дискрета, равной четырем, уровень максимального БЛ АКФ КДС-ЛЧМ меньше уровня максимального БЛ АКФ КДС без модуляции дискрет более чем на 6.5 дБ, а по среднеквадратическому уровню БЛ – более чем на 6 дБ. При увеличении базы ЛЧМ-дискрета уровень БЛ АКФ КДС-ЛЧМ уменьшается.

Также проведен сравнительный анализ корреляционных характеристик КДС-ЛЧМ с ФКМ-сигналом, манипулированным по фазе усеченной М-последовательностью и имеющим одинаковое число дискрет в импульсе с числом дискрет в двух импульсах пачки КДС. Анализ показал, что при

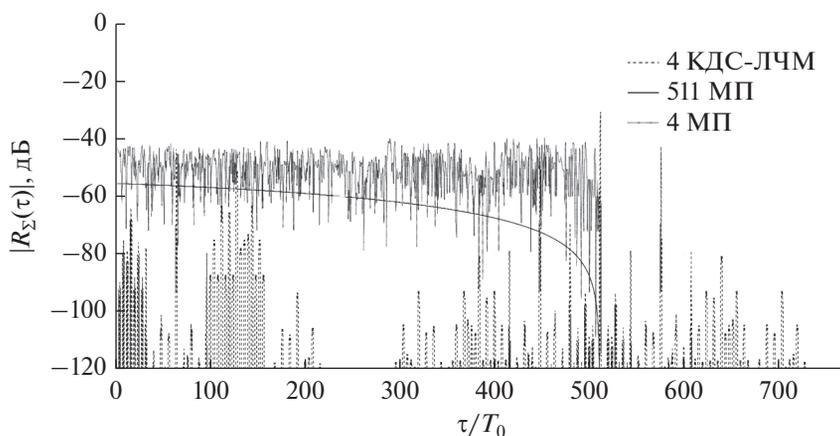


Рис. 7. Суммарные автокорреляционные функции ансамблей из четырех КДС-ЛЧМ, четырех МП и 511 МП при  $F = 0.3\Delta F$ .

рассогласовании по частоте Доплера в НЗ АКФ максимальный и среднеквадратический уровни БЛ АКФ КДС-ЛЧМ с базой ЛЧМ-дискрета, равной четырем, меньше соответствующих уровней БЛ АКФ МП.

Проведен также сравнительный анализ суммарных АКФ ансамбля КДС-ЛЧМ и циклического ансамбля МП при рассогласовании по частоте Доплера. Анализ показал, что суммарная АКФ ансамбля из четырех КДС (с модуляцией и без модуляции дискрета) с соседними номерами в полном ансамбле имеет нулевые БЛ вдоль всей временной оси  $\tau$  АКФ, а при рассогласовании по частоте в НЗ АКФ максимальный и среднеквадратический уровни БЛ суммарной АКФ ансамбля из четырех КДС-ЛЧМ меньше соответствующих уровней БЛ суммарной АКФ циклического ансамбля из четырех МП.

#### ФИНАНСИРОВАНИЕ РАБОТЫ

Исследование выполнено при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований и Министерства культуры, образования, науки и спорта Монголии в рамках научного проекта № 19-57-44001.

#### СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Wehner D.R.* High Resolution Radar. Norwood: Artech House, 1995.
2. *Соколов А.В., Лазуткин Б.А., Григорьев В.А. и др.* Обнаружение и распознавание объектов радиолокации. М.: Радиотехника, 2006.
3. *Ganveer N., Vishal G., Rao R.S., Biradar V.* // Proc. 2016 IEEE Int. Conf. on Recent Trends in Electronics, Information & Communication Technology (RTEICT). Bangalore. 20–21 May 2016. N.Y.: IEEE, 2016. P. 1094.
4. *Груздов В.В., Колковский Ю.В., Крушопов А.В., Кудря А.И.* Новые технологии дистанционного зондирования Земли из космоса. М.: Техносфера, 2018.
5. *Alexandrov Yu.N., Basilevski A.T., Kotelnikov V.A. et al.* // Astrophysics and Space Phys. Rev. 1988. V. 6. № 1. P. 61.
6. *Li S.F., Chen J., Zhang L.Q., Zhou Y.Q.* // Proc. 2009 IET Int. Radar Conf. Guilin. 20–22 April 2009. Stevenage: IET, 2009. P. 1.
7. *Garren D.A., Pace P.E., Romero R.A.* // Proc. 2014 IEEE Radar Conf. Cincinnati. 19–23 May 2014. N.Y.: IEEE, 2014. P. 0765.
8. *Levanon N., Mozeson E.* Radar Signals. Hoboken: John Wiley & Sons Ltd, 2004.
9. *Chebanov D., Lu G.* // Proc. 2010 IEEE Radar Conf. Washington. 10–14 May 2010. N.Y.: IEEE, 2010. P. 1428.
10. *Ipanov R.N., Baskakov A.I., Olyunin N., Ka M.-H.* // IEEE Signal Processing Lett. 2018. V. 25. № 10. P. 1560.
11. *Ипанов Р.Н.* // РЭ. 2018. Т. 63. № 8. С. 823.
12. *Ипанов Р.Н.* // Журн. радиоэлектроники. 2019. № 8. <http://jre.cplire.ru/jre/aug19/7/text.pdf>.
13. *Ipanov R.N.* // IET Electron. Lett. 2019. V. 55. № 19. P. 1063.
14. *Ипанов Р.Н.* Способ формирования множества ансамблей  $p$ -ичных D-кодов. Патент на изобретение № 2670773. Офиц. бюлл. “Изобретения и полезные модели”. 2018. № 30.
15. *Ipatov V.P.* Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2005.